

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

## **SAMPLING FREQUENCY CONVERTER**

**Publication Number:** 04-072905 (JP 4072905 A) , March 06, 1992

### **Inventors:**

☐ ONISHI MAKOTO

### **Applicants**

☐ HITACHI LTD (A Japanese Company or Corporation), JP (Japan)

**Application Number:** 02-183941 (JP 90183941) , July 13, 1990

### **International Class (IPC Edition 5):**

- ☐ H03H-017/02
- ☐ H04N-007/13
- ☐ H04N-011/04

### **JAPIO Class:**

- ☐ 44.1 (COMMUNICATION--- Transmission Circuits & Antennae)
- ☐ 44.6 (COMMUNICATION--- Television)

### **Abstract:**

**PURPOSE:** To reduce the hardware by deciding a coefficient of a time variable coefficient filter depending on a filter tap number, a sampling time and a frequency ratio of a cut-off frequency lower than a 1st sampling frequency to a frequency being a half the 2nd sampling frequency.

**CONSTITUTION:** A time variable coefficient FIR filter operated by an input sampling frequency  $f_{s1}$  consists of delay elements  $1_{(sub\ 1)}-1N$ , coefficient multipliers  $2_{(sub\ 0)}$ ,  $2_{(sub\ 1)}-2N$  and adders  $3_{(sub\ 1)}-3N$ . Time variable coefficients are written in advance in a ROM 4 and a relevant coefficient is read by entering a sampling frequency ratio  $r (=f_{s2}/f_{s1} = T_{(sub\ 1)}/T_{(sub\ 2)})$  and an interpolation time  $\tau$  and set to a coefficient multiplier. In order to set the sampling frequency ratio ( $r$ ), since the value  $T_{(sub\ 1)}$  is constant, the value  $T_{(sub\ 2)}$  is to be obtained. Since the  $T_{(sub\ 2)}$  is obtained by applying the correction of  $T_{(sub\ 1)}$  to a difference of interpolation times. Even when the value  $T_{(sub\ 2)}$  is in variance, the width of variation is smaller than the value  $T_{(sub\ 1)}$  normally, the interpolation calculation is easily implemented. Thus, a digital interpolation device having a reflection noise elimination filtering is realized. (From: *Patent Abstracts of Japan*, Section: E, Section No. 1223, Vol. 16, No. 288, Pg. 46, June 25, 1992 )

JAPIO

© 2004 Japan Patent Information Organization. All rights reserved.  
Dialog® File Number 347 Accession Number 3707805

## ⑫ 公開特許公報(A) 平4-72905

⑤Int. Cl.<sup>5</sup>

H 03 H 17/02

H 04 N 7/13  
11/04

識別記号

D  
L  
Z  
D

片内整理番号

8731-5J  
8731-5J  
6957-5C  
9187-5C

⑬公開 平成4年(1992)3月6日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全6頁)

⑭発明の名称 標本化周波数変換器

⑰特 願 平2-183941

⑱出 願 平2(1990)7月13日

⑲発 明 者 大 西 誠 東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地 株式会社日立製作所中央研究所内  
 ⑳出 願 人 株式会社日立製作所 東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地  
 ㉑代 理 人 弁理士 小川 勝男 外1名

## 明 細 書

## 1. 発明の名称

標本化周波数変換器

## 2. 特許請求の範囲

1. 第一の標本化周波数の標本化パルス信号によって周期的に初期設定される計時装置によって第二の標本化周波数の標本化パルスの時刻を計測し、該(第二)標本化時刻によって定まるフィルタ係数を持つ時変係数フィルタを用いて、前記第一の標本化周期で標本化された入力信号系列を、第二の標本化周波数で標本化し直した出力信号系列に変換する標本化周波数変換器において、前記時変係数フィルタの係数を、フィルタタップ数、前記(第二)標本化時刻および、前記第一の標本化周波数より低い遮断周波数と前記第二の標本化周波数の $1/2$ の周波数との周波数比とによって、定まる係数とすることを特徴とする標本化周波数変換器。
2. 特許請求の範囲第1項記載の標本化周波数変換器において、前記周波数比を前記第一と第二

の標本化周波数の比とすることを特徴とする標本化周波数変換器。

## 3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は補間装置あるいは標本化周波数変換回路に係わり、特に遮断周波数を可変できる低域通過フィルタ機能を有する標本化周波数変換器に関する。

〔従来の技術〕

ディジタル信号処理では標本化周波数の変換を必要とする場合が、頻繁に生ずる。従来は標本化周波数の比を2のべき乗に選び、設計することが多かった。しかし、このように選択できない場合には、標本化周波数の比を任意にせざるを得ない。こうすると、標本化周波数の変換の前後で、共通の標本化周波数は、最小公倍数の周波数となり、一般には非常に高い周波数となり、実現不可能な場合が多かった。この補間を時変係数フィルタで行い、標本化周波数の比が簡単な整数比とならない場合でも標本化周波数の変換を可能とした方式

に、特願昭61-15633号公報に述べられた補間方式がある。

〔発明が解決しようとする課題〕

標本化周波数の変換を行う場合、所望の信号成分以外の信号が発生する。すなわち標本化定理によれば、標本化信号は、標本化周波数の $1/2$ までの周波数成分を折り返した信号スペクトルを持つ。従って、標本化周波数を上げる場合には、高調波の発生が生じ、標本化周波数を下げる場合には折り返し現象が生ずる。後者の場合には、標本化周波数を変換した後では取り除くことが出来ない、いわゆる折り返し歪を生ずる。したがって、標本化周波数を下げる標本化周波数変換器には、折り返し除去フィルタが必須である。このことは上記従来技術のどの方式を用いても同じであり、ハードウェアが増える欠点を持っていた。標本化周波数が変わる場合にはさらに複雑なハードウェアが必要であった。

本発明の目的は折り返し除去フィルタ機能を兼ね備え、ハードウェアを縮減できる標本化周波数

(3)

は時間の関数となることを示している。時変係数 $Sc(n, \tau)$ は $t = nT_1$ で $1$ 、 $t = mT_1$  ( $m \neq n$ ,  $m, n$ は整数)で $0$ となる性質を持つ関数であり、(1)式の $Sinc(t)$ や、数値解析で用いられるLagrangeの補間多項式など、いろいろな関数が知られている。

また(1)式は、有限個のデータ $N$ で近似すると、補間値 $f(t)$ は、時変係数 $Sc(n, \tau)$ をもつ非巡回型(FIR)フィルタの出力として得られることを示している。このことから補間(あるいは標本化周波数変換)は、時変係数フィルタによりハードウェアとして実現できることが分かる。第2図では、出力時刻 $t$ の周辺の4個のデータ( $f_{-1}$ ,  $f_0$ ,  $f_1$ ,  $f_2$ )から、補間出力値 $f(\tau)$ を求める例を示す。

デジタル補間器のハードウェア構成を第3図に示す。図において、 $1_1, \sim, 1_N$ は遅延素子、 $2_0, 2_1, \sim, 2_N$ は係数掛け算器、 $3_1, \sim, 3_N$ は加算器、4はROM、5はカウンタ、6はラッチである。遅延素子、係数掛け算器、加算器は入力標本

(5)

変換器を提供することにある。また標本化周波数を可変しても、それに応じて、フィルタの遮断周波数が増える標本化周波数変換器を実現することである。

〔課題を解決するための手段〕

上記目的を達成するために、従来技術で述べた時変係数フィルタを用いた補間方式を用いる。まず時変係数フィルタによる補間方式について若干説明する。

標本化定理によれば、第2図に示したように、周期 $T_1$ で標本化されたデータ列 $f(nT_1)$ (黒丸で示す)から、元の時間関数 $f(t)$ は、 $Sinc(t) = \sin t / t$ を用いて

$$f(t) = \sum f(nT_1) Sinc(\pi(t+nT_1)/T_1) = \sum f(nT_1) Sc(n, \tau) \quad \dots (1)$$

と表すことができる。ここで $\tau = t/T_1$ は出力時刻 $t$ を $T_1$ 周期で計ったときの端数であり、 $Sc(n, \tau) = \sin\{\pi(\tau + n)\} / (\tau + n)$ である。(1)式は離散データ $f_n = f(nT_1)$ の一次結合で時刻 $t$ のデータ値を予測するとき、結合係数 $Sc(n, \tau)$

(4)

化周波数 $f_{s_1}$ で動作するFIRフィルタを構成している。

時変係数 $Sc(n, \tau)$ を定めるパラメータ $\tau$ は、出力の標本化周期 $T_2$ によって与えられるデータ出力時刻 $t$ により、

$$t = nT_1 + \tau = mT_2 \quad \dots (2)$$

と表される。ハードウェアで $\tau$ を求めるには(第3図参照)、 $T_1$ よりも充分高速なクロックパルスを入力したカウンタ5を、 $T_1$ 周期でリセットし、計数値を $T_2$ 周期で読み出し、ラッチ6に保持することで実現できる。時変係数 $Sc(n, \tau)$ を前もってROM4に書き込んでおき、求めた $\tau$ により、これを読み出し、FIRフィルタの係数として係数掛け算器 $2_0, 2_1, \sim, 2_N$ に与えれば、時変係数フィルタによる補間装置が実現される。

さて、(1)式では、入力と、出力の標本化周波数 $f_{s_1}$ と $f_{s_2}$ の間には、なんの制約もないから、上記の補間装置は、標本化周波数を上げる(遅倍)ことも、下げる(遅減)こともできる。〔発明の課題〕の項で述べたように、標本化周波数を変換

(6)

する時には、フィルタが必要になる。このフィルタ処理は標本化周波数の高い方で行う必要があり、遅延を行うときには、補間器の後で行ない、遅減するときは補間器の前で行うことになる。遅延の時には時変係数自身が低域通過特性を示すので、特別に折り返し除去フィルタは必要ない。しかし、遅減の時には、補間を行った後では除くことの出来ない折り返し歪となるので、補間の前に、フィルタ処理が必須となる。第4図にこの課題点の説明図を示す。図では  $f_{s1} = 2 * f_{s2}$  の場合を示している。4-a図に示すように、補間により、信号  $f_1$  (黒点) を得たとしても、これと全く同じ出力を与える入力信号は  $f_1$  (黒点と白点) と、 $f_2$  (黒点と三角点) の2種類があり、補間後では、この二つを区別することはできない。周波数領域では補間前では4-b図のように  $f_1$  と  $f_2$  は区別出来るが、補間後では4-c図のように、標本化による折り返し現象のため、全く同じ周波数の信号となる。そこで、4-b図の破線の様な特性の折り返し除去フィルタが補間器の前に必要となる。

(7)

関数として与えられる。

ここで  $d$  は  $d < 1$  となる任意の値でよいが、標本化周波数遅減 ( $r = f_{s2} / f_{s1} < 1$ ) のときには、 $d \leq r$  でないと補間出力値に折り返しを生ずる。すなわち、折り返し除去フィルタ機能は  $d = r$  とすることによって有効となる。

そこで  $d = r = 0.5$  (標本化周期  $T_2 = 2 * T_1$ ) の場合を例にとり、第5図で、折り返し除去フィルタ作用を説明する。(3)式から判るように、 $r = 0.5$  とすると、時変係数の補間関数  $\text{Sinc}(t)$  は、時間軸方向に2倍に引き伸ばされ、 $T_2$  周期で0となる形となる。そこで、第4図の  $f_1$  信号に相当する図5-aでは、出力時刻より  $T_1$  の偶数倍の時点の標本値 (黒点) にはすべて0が掛かり、出力への寄与は出力時刻の値のみとなる。出力時刻より  $T_1$  の奇数倍の時点の標本値 (白点) にはすべて有限の値が掛かり、それらの総和は三角点で示された値となつて、補間値は四角点の値となつて出力される。他方、第4図の  $f_2$  信号に当たる図5-bでは、奇数倍の時点の標本値は図

(9)

ところで、上述の補間器は入力 of 標本化周波数で動作する、時変係数フィルタを用いている。新たに挿入すべき折り返し除去フィルタも、入力標本化周波数で動作する。従つて、これらのフィルタは、合成して、一つにすることが出来る。

(1) 式で用いた時変係数  $Sc(n, \tau)$  は、遮断周波数  $f_{s1}/2$  の理想LPFのインパルス応答でもある。そこで、補間関数  $\text{Sinc}(x)$  の周波数  $f_{s1}/2$  を  $f_c (f_c < f_{s1}/2)$  にずらせば、補間器の時変係数フィルタの遮断周波数を変えることが出来る。すなわち、折り返し除去フィルタが時変係数を変形することにより実現できる。 $\text{Sinc}(x) = \sin x / x$  を変形して、 $x = \omega_1 t / 2 = \pi f_{s1} (n T_2 + \tau)$  において、 $d = 2 f_c / f_{s1}$  とすると、

$$\text{Sinc}(x) = d * \sin\{\pi(n+\tau)/d\} / \pi(n+\tau) = Sc^*(n, \tau, d) \quad \dots (3)$$

となる。ここで、 $x = \pi(n+\tau)/d$  である。変形された時変係数  $Sc^*(n, \tau, d)$  は係数タップ次数  $n$ 、補間時刻  $\tau$ 、周波数比  $d = 2 f_c / f_{s1}$  の

(8)

5-aの場合と逆極性となるので、その総和は三角点で示す値となり、黒点の値と打ち消し合い、補間値は四角点で示す小さな振幅値となる。こうして、 $f_2$  に折り返す  $f_2$  信号が除去される。

〔作用〕

すなわち、標本化周波数遅減の時は、時変係数を変形することにより、時変係数フィルタに折り返し除去フィルタの機能を兼用させることができ、ハードウェアの縮減が図れる。時変係数FIRフィルタを用いるデジタル補間器でこれを実行するには、時変係数  $Sc(n, \tau)$  を  $Sc^*(n, \tau, d)$  に変え、 $d$  として標本化周波数比  $r$  を入力してやればよい。入出力標本化周波数が固定の場合は、 $r$  は一定値であるから、係数ROMを書き換えるだけで済む。入出力標本化周波数の一方 (あるいは両方) が変動する場合には、 $r = f_{s2} / f_{s1}$  を求めて、係数ROMに入力すればよい。このフィルタ作用は  $r$  の値により、自動的に変わる。従つて、標本化周波数が増減するような応用でも、可変周波数フィルタを別に用意する必要がなく、

(10)

ハードウェアの大幅な簡略化が図れる。

〔実施例〕

以下、図面を用いて本発明の実施例を説明する。第1図は本発明による折り返し除去フィルタ機能を持つデシメータ装置の一実施例である。図において、 $1_1, \sim, 1_N$ は遅延素子、 $2_0, 2_1, \sim, 2_N$ は係数掛算器、 $3_1, \sim, 3_N$ は加算器、4はROM、5はカウンタ、6, 7はラッチである。図は出力標本化周波数に変化する場合の実施例を示す。遅延素子 $1_1, \sim, 1_N$ 、係数掛算器 $2_0, 2_1, \sim, 2_N$ 、加算器 $3_1, \sim, 3_N$ は、入力標本化周波数 $f_{s1}$ で動作する時変係数FIRフィルタを構成し、入力信号が印加されると、時変係数 $Sc(n, \tau, r)$ で決まるフィルタ処理を受けて、出力信号が得られる。時変係数 $\alpha_n(\tau, r) = Sc(n, \tau, r)$  ( $n = 0 \sim N$ )は、ROM 4に予め書き込んでおき、標本化周波数比 $r = f_{s2}/f_{s1} = T_1/T_2$ 、補間時刻 $\tau$ を入力して、読み出し、係数掛算器に設定する。

補間時刻 $\tau$ の決定法は〔解決手段〕の項の第3

(11)

において、5はカウンタ、6, 61はラッチ、63はROMである。図は入力標本化周波数に変動する場合に、本発明を実施したもので、デジタル補間器のFIRフィルタ部は省略してある。これらは第1図、第3図と同じである。入力標本化周波数に変動する場合に、標本化周波数比 $r = T_1/T_2$ を求めるには、 $T_1$ が知ればよい。そのため、 $T_1$ よりも充分高速なクロックパルスを入力したカウンタ5を、 $T_1$ 周期でリセットし、計数値を $T_1$ 周期で読み出し、ラッチ61に保持することで、実現できる。カウンタは、補間時刻を求めるときのカウンタがそのまま使用できる。標本化周波数比 $r = T_1/T_2$ の計算は第1図の実施例と同じように、ROM 63で行わせることが出来る。

標本化周波数に変動しない場合や、入出力の標本化周波数が共に変動する場合にも、本発明は適用できる。前者の場合は、固定の標本化周波数比をROMに書き込んでおけばよい。また後者の場合には、第1図、第6図に示した実施例を組み合

(13)

図の説明で述べたように、クロックパルスを入力したカウンタ5を、 $T_1$ 周期でリセットし、計数値を $T_2$ 周期で読み出し、ラッチ6に保持することで実現できる。標本化周波数比 $r$ を決定するには、 $T_1$ は変動しないから、 $T_2$ を求めればよい。そのために、相続く補間時刻 $\tau_n, \tau_{n-1}$ の差を求める。(2)式から、差 $T_2'$ は、

$$T_2' = \tau_n - \tau_{n-1} = T_2 - k T_1 \quad \dots (4)$$

となる。式(4)で、 $k$ は整数である。したがって、補間時刻の差に $T_1$ の補正を加えれば $T_2$ が求められる。 $T_2$ は変動しても、通常ではその変動幅は $T_1$ より小さいから、この補正演算は容易に行える。図1の実施例では、ラッチ6, 7で得られる $\tau_n, \tau_{n-1}$ を加算器8に入力して差 $T_2'$ を求める。これをROM 4に入力し、ROMで、 $T_2'$ の補正演算、および $r = T_1/T_2$ の計算を行う。こうして、出力標本化周波数の変動する場合でも、折り返し除去フィルタ作用を持つデジタル補間器が実現できる。

第6図に本発明による他の実施例を示す。図に

(12)

わせて用いればよい。

また実施例では主に標本化周波数遅減の場合の折り返しフィルタ機能( $d \leq r < 1$ )に限って説明したが、周波数比 $d$ は $d = r$ に限ることはなく、 $d < 1$ の値であれば本発明が実施できる。従って標本化周波数遅倍の場合でも、補間器のフィルタ作用の遮断周波数を $f_c < f_{s1}/2$ の範囲で可変することが出来る。

〔発明の効果〕

本発明によれば、時変係数FIRフィルタを用いたデジタル補間器の時変係数を変形することにより、標本化周波数遅減時に必要な折り返し除去フィルタ作用を、時変係数FIRフィルタに兼ねさせることができ、ハードウェアの縮減が図れる。特に本方式は、標本化周波数が整数比でない場合や、変動する場合等にも適用することができる。

また、本発明はすべてデジタル回路で実現できるので、IC化も容易であり、デジタル信号処理を用いる各方面で、広く応用することが出来

(14)

る。

## 4. 図面の簡単な説明

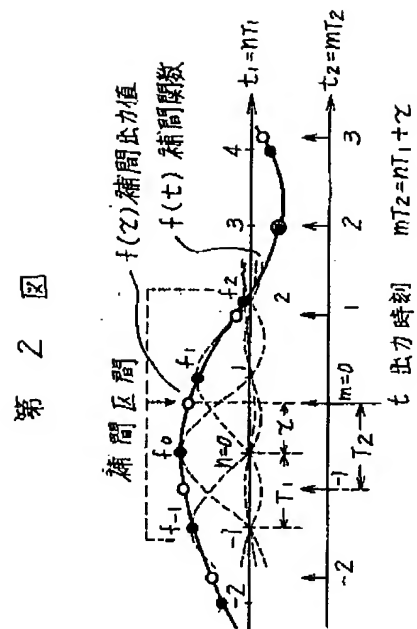
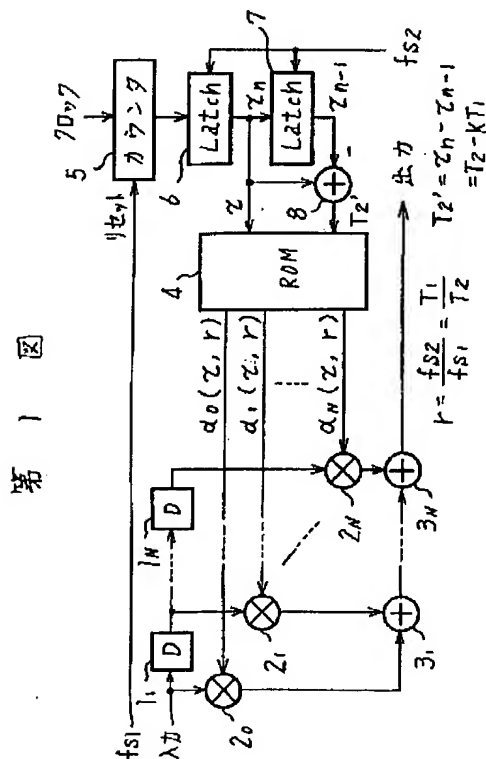
第1図は本発明の1実施例の構成図、第2図は時変係数FIRフィルタによる補間方式の原理説明図、第3図は時変係数FIRフィルタによるデジタル補間器の構成図、第4図は折り返し現象の説明図、第5図は本発明による折り返し除去機能の原理説明図、第6図は本発明の他の実施例の構成図である。

1, ..., 1N...遅延素子、2<sub>0</sub>, 2<sub>1</sub>, ..., 2N...係数掛算器、3<sub>1</sub>, ..., 3N, 8...加算器、4, 6, 2...ROM、5...カウンタ、6, 7, 61...ラッチ。

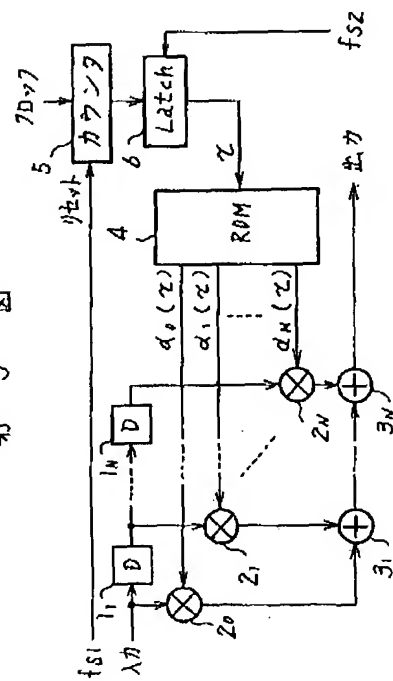
代理人 弁理士 小川勝男



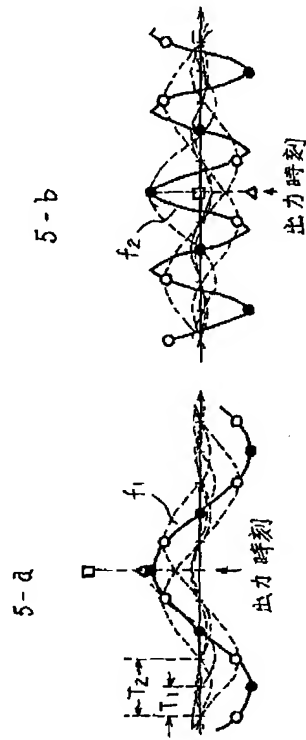
(15)



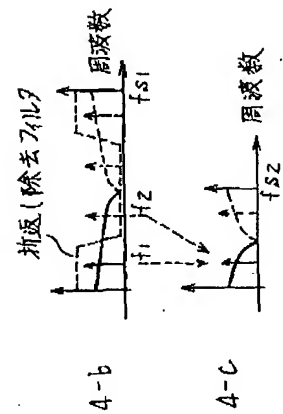
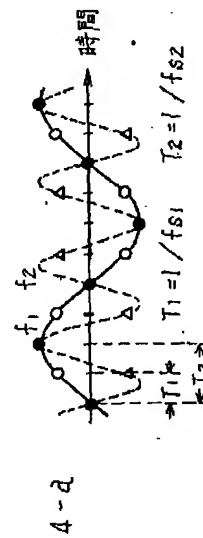
第 3 図



第 5 図



第 4 図



第 6 図

